

# 覆球赋形波束的平面阵天线之综合

王叶青 徐 朴 林世明

西北工业大学 101 研究所 710072

[摘要] 本文研究了覆球赋形波束天线之综合问题, 提出了利用相位控制技术, 使得平面阵天线能够产生覆球赋形波束。由于仅控制单元激励的相位, 因此这种天线还可实现点波束与覆球赋形波束之间的互相关转接。

关键词: 平面阵 覆球天线 赋形波束 相位控制

## 1 引言

众所周知, 覆球天线(Earth Coverage Antenna)是星载天线中很重要的一类天线, 它的波束宽度约为  $18^\circ$ , 即要求其波束覆盖半个地球的表面[1]。由于地球表面是一个弯曲的凸曲面, 为使天线辐射能量的分布更为合理, 因此 Ajioka 和 Harry 提出了这种天线的赋形波束的概念, 即主瓣宽度仍为  $18^\circ$  外, 还要求主瓣的中间向下凹-3dB 左右。他们具体地设计了由九个喇叭而组成的这种天线。但文献[1]指出这种九个喇叭天线之缺点在于其重量重, 并且喇叭的设计较为复杂。文献[2]提出了一种多波束卫星天线, 它也能够产生覆球赋形波束。它是波导透镜天线, 其馈源是 19 个喇叭组成的平面阵。这种天线的缺点在于体积大, 并且喇叭的设计也较复杂。

为了克服上述球天线的缺点, 本文研究了覆球赋形波束天线之综合问题, 其中利用了相位控制技术, 使得平面阵天线能够产生覆球赋形波束。

## 2 相位控制技术

为使平面阵天线产生覆球赋形波束, 本文采用相位控制技术, 其中的一种方法如下。

设平面阵天线具有  $N \times N$  个各向同性的辐射单元, 单元间距为  $d_x = d_y = d$ 。当单元激励的幅度为  $I_{mn}$ 、相位为  $\phi_{mn}$  时, 天线的阵因子或方向图可表示成

$$F(u, v) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{mn}^* \exp\{j(m\omega_0 u + n\omega_0 v)\} \quad (1)$$

式中  $a_{mn} = I_{mn} \exp\{j\phi_{mn}\}$ ,  $\omega_0 = 2d / \lambda$ , 并且

$$u = \pi \sin \theta \cos \phi, \quad v = \pi \sin \theta \sin \phi \quad (2)$$

从二维傅里叶级数可知

$$a_{mn}^* = \frac{1}{T_1 T_2} \int_{T_1/2}^{T_1/2} \int_{T_2/2}^{T_2/2} F(u, v) \exp\{-j(m\omega_0 u + n\omega_0 v)\} du dv \quad (3)$$

式中  $T_1$  是  $F(u, v)$  沿  $u$  轴方向的周期,  $T_2$  是  $F(u, v)$  沿  $v$  轴方向的周期。现在我们的问题是: 当

$I_{mn}$  已定时, 如何确定阵单元激励的相位  $\phi_{mn}$ , 使得平面阵天线能够产生覆球赋形波束。事实上, 这时阵因子  $F(u, v)$  的幅度函数  $|E(u, v)|$  是指定的。因此, 如果能求出复值函数  $E(u, v)$  的幅度函数  $\varphi(u, v)$ , 那末由下式

$$a_{mn} = \left[ \frac{1}{T_1 T_2} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \int_{-T_2/2}^{T_2/2} |E(u, v)| \exp\{-j\phi(u, v)\} \exp\{-j(m\omega_0 u + n\omega_0 v)\} du dv \right]^* \quad (4)$$

和

$$\phi_{mn} = \frac{1}{j} \ln \frac{a_{mn}}{|a_{mn}|} \quad (5)$$

便可求得单元激励的相位  $\phi_{mn}$ 。为了解决这个问题, 我们构造一种迭代算法如下。

如第  $l$  步迭代的单元激励为  $a_{mn}^{(l)}$ 、相位为  $\phi_{mn}^{(l)}$ , 选取

$$a_{mn} = \begin{cases} I_{\max} \exp\{j\phi_{mn}^{(l)}\} & I_{\max} < |a_{mn}^{(l)}| \\ I_{mn} \exp\{j\phi_{mn}^{(l)}\} & I_{\min} \leq |a_{mn}^{(l)}| \leq I_{\max} \\ I_{\min} \exp\{j\phi_{mn}^{(l)}\} & |a_{mn}^{(l)}| < I_{\min} \end{cases} \quad (6)$$

式中  $I_{\max} = \max\{I_{mn}\}$ ,  $I_{\min} = \min\{I_{mn}\}$ 。由式(1)可知, 这时阵因子变成

$$F^{(l)}(u, v) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} (a_{mn})^* \exp\{j(m\omega_0 u + n\omega_0 v)\} \quad (7)$$

其幅角函数为

$$\varphi^{(l)}(u, v) = \frac{1}{j} \ln \frac{F^{(l)}(u, v)}{|F^{(l)}(u, v)|} \quad (8)$$

将函数  $\varphi^{(l)}(u, v)$  作为第  $l$  步迭代后所求出的阵因子之相位函数, 因此由式(3)得

$$a_{mn}^{(l+1)} = \left[ \frac{1}{T_1 T_2} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \int_{-T_2/2}^{T_2/2} |E(u, v)| \exp\{-j\varphi^{(l)}(u, v)\} \exp\{-j(m\omega_0 u + n\omega_0 v)\} du dv \right]^* \quad (9)$$

于是, 单元激励的相位为

$$\phi_{mn}^{(l+1)} = \frac{1}{j} \ln \frac{a_{mn}^{(l+1)}}{|a_{mn}^{(l+1)}|} \quad (10)$$

至此迭代一次结束。为使迭代过程平稳地收敛, 在前  $l$  次迭代过程中, 将式(4)中的  $|E(u, v)|$  用下式代替

$$|E(u, v)| = \alpha^{(l)} |F^{(l)}(u, v)| + \beta^{(l)} |E(u, v)| \quad (11)$$

其中  $\alpha^{(l)} + \beta^{(l)} = 1$ , 并且当  $l \rightarrow \infty$  时,  $\alpha^{(l)} = 1$ 。

### 3 计算机模拟

假设平面阵天线的单元总数为  $17 \times 17$ , 单元间距  $d_x = d_y = 0.65\lambda$ , 单元激励的幅度  $I_{mn}$  为常数, 不妨假设  $I_{mn} = 1$ , 理想的覆球赋形波束由下式近似地给出:

$$E(u, v) = \begin{cases} A / \cos wr & r \leq 0.11\pi \\ 1 & 0.11\pi < r < 0.175\pi \\ A / (r / 0.17\pi)^5 & 0.175\pi < r \leq 0.3\pi \\ 0.03 & r > 0.3\pi \end{cases} \quad (12)$$

其中  $r = \sqrt{u^2 + v^2}$ ,  $A = 0.708$  以及  $w = 2.27$ 。在计算时, 需要进行 2000 次迭代, 方可得到满意的结果。另外, 由于计算中总会有误差, 因此为了避免误差的积累, 我们在每一次迭代

过程中, 必需对所算出的  $F^{(i)}(u, v)$  进行对称性处理。图 1 示出理想波束与综合结果之比较。由于后者是一种近似计算的结果, 因此  $|F^{(i)}(u, v)|$  的最大峰值会有一些波动。于是, 我们需要分析方向性系数的变化情况。当点  $(u, v)$  在圆周  $r = \sqrt{u^2 + v^2} = \pi \sin 9^\circ = 0.11\pi$  上移动时, 方向性系数的变化曲线由图 2 示出。显然, 它的变化不大。总之, 从上述的计算结果可以看出, 本文所提出的方法是十分有效的。

最后, 应当指出, 由于仅控制单元激励的相位, 因此这种天线还可实现点波束与覆球赋形波束之间的相互转换。

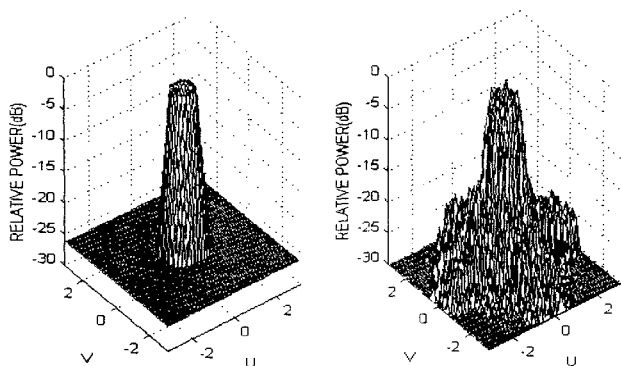


图 1 三维理想波束 (左图) 与计算结果 (右图)

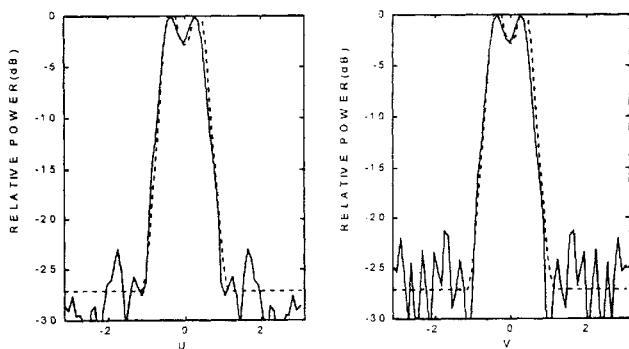


图 2  $u=0$  和  $v=0$  平面上理想波束与计算结果

——理想波束; ——计算结果

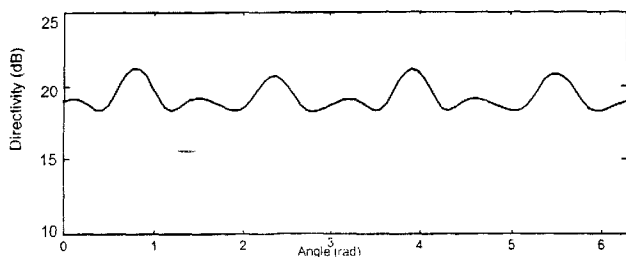


图3 在圆周  $r = \sqrt{u^2 + v^2} \approx 0.11\pi$  上方向性系数的变化曲线

### 参考文献

- [1] Y.T.Lo and S.W.Lee, *Antenna Handbook*, VAH Nostrand Reinhold, New York, U.S.A., 1993.
- [2] A.R.Dion and L.J.Ricardi, A variable-coverage satellite antenna system, *Proc. of IEEE*, Vol. 59, No.2, 1971, pp. 252~262.
- [3] 胡锦涛, 苏超伟, 林世明, 波束形状转换和深零位生成的相位控制技术, 航空科学基金论文集(6), 航空科学基金办公室编, 航空工业出版社出版, 1995, 14~20 页。

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训：

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com))，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势：

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

## 联系我们：

- ※ 易迪拓培训官网：<http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网：<http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店：<http://shop36920890.taobao.com>